

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number: 07-159562

(43)Date of publication of application: 23.06.1995

(51)Int.Cl. G21B 1/00  
H01B 11/18

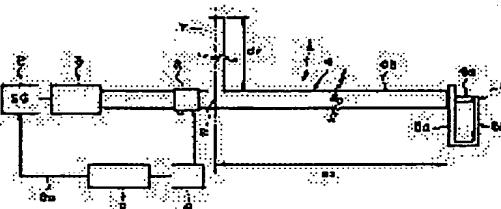
(21)Application number: 05-305413 (71)Applicant: TOSHIBA CORP

(22)Date of filing: 06.12.1993 (72)Inventor: KOBAYASHI NORIYUKI

## (54) HIGH-FREQUENCY HEATING DEVICE

### (57)Abstract:

**PURPOSE:** To keep the impedance-matchable region sufficiently wide with a small frequency control width.  
**CONSTITUTION:** This high-frequency heating device is provided with a power amplifying device 3 amplifying the high-frequency power from the primary oscillator 2 of a high-frequency source, an antenna 5 receiving the high-frequency power from the power amplifying device 3 via a coaxial feeder line 4 and inputting it to plasma, and a stub 7 provided in the middle of the coaxial feeder line 4. The length of the coaxial feeder line 4 is set to the length  $d_1$  added with the length integer times the half-wavelength of the high frequency to the length required for the impedance matching between the antenna 5 and a junction 7a with the stub 7. The length to the short circuit end of the stub 7 is set to the length added with the length integer times the half-wavelength of the high frequency to the length required for impedance matching. The high-frequency heating device is also provided with a frequency control device 9 controlling the frequency of the primary oscillator 2 for the impedance matching between the coaxial feeder line 4 and the antenna 5.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

特開平7-159562

(43) 公開日 平成7年(1995)6月23日

(51) Int.Cl.  
G 21 B 1/00  
H 01 B 11/18

識別記号 庁内整理番号  
X 9014-2G  
7244-5G

F. I.

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 8 Q.I. (全 12 頁)

(21) 出題番号

禁區平5-305413

(22) 出廟日

平成5年(1993)12月6日

(71) 出席人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 小林 則幸

東京都港區芝浦一丁目1番1号 株式会社

東京都港区芝浦  
東京本社事務所内

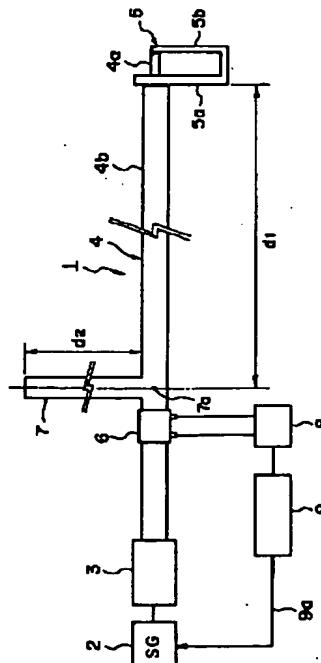
東之本社事務所内 (74)代理人 泰理士 波多野 久 (外 1 名)

(54) [発明の名称] 高周波加熱装置

(57) 【要約】

【目的】小幅の周波数制御幅でインピーダンス整合が可能な領域を十分に広く保つ。

【構成】高周波源の原発振器 2 からの高周波電力を増幅する電力増幅装置 3 と、この電力増幅装置 3 からの高周波電力を同軸給電線 4 を介して受電してプラズマへ入力せしめるアンテナ 5 と、同軸給電線 4 の途中に介在されるスタブ 7 とを有する。同軸給電線 4 の長さを、そのアンテナ 5 からスタブ 7 との接続点 7 a までのインピーダンス整合に必要な長さに、高周波の半波長の整数倍の長さを加えた長さ  $d_1$  に設定する。スタブ 7 の短絡端までの長さを、インピーダンス整合に必要な長さに、高周波の半波長の整数倍の長さを加えた長さに設定する。原発振器 2 の周波数を制御して同軸給電線 4 とアンテナ 5 のインピーダンスを整合せしめる周波数制御装置 9 を設ける。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 高周波源からの高周波電力を増幅する電力増幅装置と、この電力増幅装置からの高周波電力を同軸給電線を介して受電してプラズマへ入力せしめるアンテナと、前記同軸給電線の途中に介在されるスタブとを有する高周波加熱装置において、前記同軸給電線の長さを、その前記アンテナから前記スタブとの接続点までのインピーダンス整合に必要な長さに、前記高周波の半波長の整数倍の長さを加えた長さに設定すると共に、前記スタブの短絡端までの長さを、インピーダンス整合に必要な長さに、前記高周波の半波長の整数倍の長さを加えた長さに設定し、前記高周波源の周波数を制御して前記同軸給電線と前記アンテナのインピーダンスを整合せしめる周波数制御手段を設けたことを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項2】 アンテナに、その入力インピーダンスに並列接続されるコンデンサと等価をなすコンデンサ部を設けたことを特徴とする請求項1記載の高周波加熱装置。

【請求項3】 コンデンサ部は、アンテナの中心導体と同軸給電線の内部導体との接続部およびその近傍の一方に、前記アンテナを取り囲む導体壁の一部と間隙をおいて対向する導体平板を設けてなることを特徴とする請求項2記載の高周波加熱装置。

【請求項4】 導体平板に、スリットを設けることを特徴とする請求項3記載の高周波加熱装置。

【請求項5】 同軸給電線のアンテナからスタブの接続点までの特性インピーダンスを $Z_1$ とし、前記同軸給電線との接続部における前記アンテナの負荷インピーダンスを $R+jX$ としたときに、前記特性インピーダンス $Z_1$ を次式を満足せしめる値またはその近傍の値に設定したことを特徴とする請求項1～4のいずれか1項に記載の高周波加熱装置。

$$【数1】 Z_1 = (R^2 + X^2)^{1/2}$$

【請求項6】 スタブは、同軸給電線に接続される内部導体と、この内部導体を電気的に絶縁させて同軸状に内蔵する外部導体とを共に軸方向に伸縮自在に構成すると共に、直線部と折曲げ部とを有する形状にそれぞれ折曲し、前記同軸給電線との接続端と反対側の他端にて相互に短絡してなることを特徴とする請求項1～5のいずれか1項に記載の高周波加熱装置。

【請求項7】 スタブは、その内部導体と外部導体とを共にU字状またはコ字状に形成していることを特徴とする請求項6記載の高周波加熱装置。

【請求項8】 スタブは、その短絡端を冷却自在に構成していることを特徴とする請求項6または7記載の高周波加熱装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はトカマク等に内蔵された

プラズマに高周波電力を入射して、プラズマの加热や電流駆動を行なう高周波加熱装置に係り、特に、インピーダンス整合方法を改良した高周波加熱装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 従来、磁場を用いたプラズマの閉込め装置の一種としては例えば図10に示すトカマクがある。このトカマクはトーラス状の真空容器に対して垂直方向の垂直磁場 $B_v$ と、円周方向に沿った動径方向のトロイダル磁場 $B_t$ と、プラズマP内部を流れるプラズマ電流 $I_p$ を発生せしめるポロイダル磁場 $B_p$ とにより、トーラス状プラズマPを真空容器内に閉じ込めるものである。

【0003】 図11に示すように、垂直磁場 $B_v$ はトーラス状プラズマPと、その円周方向に沿うように置かれた上下一対のポロイダルコイル101により発生され、トロイダル磁場 $B_t$ はトーラス状のソレノイドコイルを形成するように並べたトロイダルコイル102により発生される。真空容器の中心部に置かれた誘導用コイル103は、その電流を急激に変化させて磁束を変化させ、その磁束の時間変化により、プラズマP中に電場を誘起せしめ、その電場により電子を加速してプラズマ電流 $I_p$ を発生させるものである。

【0004】 このようなトカマクで発生したプラズマPの温度はそのままでは数千万度程度しか昇温せず、核融合炉に必要とされる数億度に達するためには何らかのプラズマ加熱がさらに必要となる。そのプラズマ加熱の1つに、磁場中のイオンの旋回運動（これをサイクロトロン運動と呼ぶ）の周期と同期する周波数の高周波をアンテナから入射し、共鳴を介して高周波のエネルギーをイオンに与えプラズマPの加熱を行なうイオンサイクロトロン加熱がある。

【0005】 図12は従来の標準的なイオンサイクロトロン加熱装置の概略構成を示している。これは例えば4本のアンテナ104に高周波電力を供給する加熱装置の一例であり、高周波源である原発振器105で発生させた小電力の高周波を例えば4列に分配し、例えば3組の移相器106により各列間に必要とされる位相差を設けてから電力増幅を行なうものである。

【0006】 原発振器105からの高周波の電力は非常に小さく、そのままでは真空管を使った電力増幅ができないため、各列の前置増幅器107にて適当なレベルまで電力上昇させた後、各電力増幅装置108に高周波を与える。各電力増幅装置108は通常、図12に示すように低電力増幅器（LPA）109、中間電力増幅器（IPA）110、大電力増幅器（HPA）111とを有し、この部分で1kW級の高周波をMW級まで電力増幅する。また、増幅器からの出力を一定に保つため、通常このようないくつかの装置では出力制御ループ112を有する。

【0007】 このように構成される各電力増幅装置108からの高周波は同軸給電線等の伝送線113により各

10

20

30

40

50

50

3

アンテナ104に与えられる。一般に、アンテナ104の入力インピーダンスは伝送線113の特性インピーダンスと異なるため、伝送線113の途中にスタブ等で構成されたインピーダンス整合装置(IMS)114を設置している。図13に、スタブ115を1本用いてインピーダンス整合する場合の構成を示している。

【0008】一般に、イオンサイクロトロン加熱に使用するアンテナ104は中心導体115とリターン導体116およびこれらを覆うファラデーシールド(図示せず)とから成り、中心導体115には負荷側の伝送線113である同軸給電線113aの内部導体113cが接続され、リターン導体116には負荷側同軸給電線113aの外部導体113dが接続されている。

【0009】そして、アンテナ104の入力インピーダンスは入力側の伝送線113である同軸給電線113bと負荷側同軸給電線113aの特性インピーダンスとが異なるためインピーダンス整合の必要がある。この例では1本のスタブ115によりインピーダンス整合する場合を示しているが、アンテナ104からスタブ115と同軸給電線113との接続点115aまでの伝送距離を制御する(変える)ことが必要である。

【0010】このため負荷側同軸給電線113aの途中にはほぼ逆U字状、または逆コの字状のフェーズシフタ117を設けている。

【0011】フェーズシフタ117は図14に示すように逆U字状(または逆コの字状)の円管状の外部導体118内に、ほぼ逆U字状ないしコ字状の内部導体119を同心状に内蔵している。内部導体119は例えば円板状の複数のサポート120により電気的に絶縁されて外部導体118内に支持されている。内部、外部導体119、118は、その図中上部119a、118aと下部119b、118bとに分断して、これらを上下方向に伸縮自在に嵌合し、これら嵌合端部を各金属接触子119c、118cに形成している。このために、内部、外部導体119、118は各金属接触子119c、118cにより常に電気的接触を保ったまま同軸直線部119d、118dの軸方向の長さを適宜調節することができる。

【0012】このように構成されたスタブ115とフェーズシフタ117との各調整の組合せによりアンテナ104の負荷に対するインピーダンス整合をとることができる。

【0013】すなわち、フェーズシフタ117の同軸直線部119d、118dの噛合せの長さを適宜調節することにより、アンテナ104からスタブ接続点115aまでの負荷側同軸給電線113aの高周波の伝送距離を調節し、スタブ接続点115aにおけるアドミタンスをちょうど $Y_o + jB$ とすることができます。但し、ここで、 $Y_o = 1/Z_o$ 、 $Z_o$ は入力側同軸直線部113bの特性インピーダンスとする。

4

【0014】これに対し並列接続するスタブ115のスタブ接続点115aでのスタブ115のサセプタンスを $-jB$ とすれば、 $+jB$ と打ち消し合ってアドミタンスを $Y_o$ のみとすることにより、スタブ接続点115aにおける入力インピーダンスを入力側同軸給電線113bの特性インピーダンス $Z_o$ にほぼ一致させることができ。これにより、反射波121を無くして高周波源105からの高周波を効率良くアンテナ104に伝えることができる。

10 【0015】ところで、アンテナ104の入力インピーダンスはプラズマ加熱中に同じ値のままでいるわけではなく、プラズマの密度の揺ぎやアンテナ104とプラズマ表面との距離の揺ぎによって常に変化している。

【0016】このため、スタブ115とフェーズシフタ117の組み合せだけで常にインピーダンス整合をほぼ完全に近い状態、例えば図13で示す反射波121が入射波122の約10%以下に保つことは非常に難しい。

【0017】これを改善するため、反射波122が一定のレベルを超えたとき、高周波源105の周波数を若干制御してインピーダンス整合を修正する方法が考えられる。

【0018】つまり、高周波源105の周波数を適宜制御することにより負荷側同軸給電線113aに沿ったアドミタンスを移動して、スタブ接続点115aにおけるアドミタンスを $Y_o + jB$ に近付けることができ、再びスタブ115より虚数部の $jB$ を打ち消すことができ、ちょうどフェーズシフタ117とスタブ115の長さを調節することと等価な作用・効果を得ることができる。

30 【0019】そこで、図13に示すように、帰還制御による周波数変更によりインピーダンス整合を行なう回路を設けている。つまり、方向性結合器123により入射波122と反射波121を検出し、その検出データから反射率演算器124で反射率を演算し、反射率が予め設定した制限値を超えたときに、制御装置125に周波数変更指令を出す。この指令に基づいて周波数制御装置125から周波数を若干増やすか減らすか等の周波数変更に関する命令を高周波源の原発振器105に与え、周波数制御を開始し、周波数を一定の変化幅で少しづつ変えて行く。

40 【0020】これにより、反射率が予め設定した制限値を下回ると、反射率演算器124から周波数変更停止指令を周波数制御装置125へ与え、周波数変更を止める。このようなインピーダンス整合を周波数帰還制御型インピーダンス整合と呼び、スタブ115の短絡位置変更等の機械的な動きを必要としないため高速応答が可能である。

【0021】

【発明が解決しようとする課題】このような周波数帰還制御型インピーダンス整合では、整合可能な領域を広くするために周波数変化幅をできるだけ大きくとることが

要求される。例えば実験炉クラスの核融合プラズマのイオンサイクロトロン加熱装置では中心周波数に対し±2 MHz程度の制御幅(変化幅)が必要とされている。

【0022】しかしながら、大電力高周波源を構成する電力増幅器の出力側空洞共振器のQは一般に中心周波数でピークとなる周波数特性を持つため、周波数変化が大きいと出力が低下し、加熱に必要な高周波電力を確保できないおそれがある。

【0023】これを避けるためQの周波数特性を平坦化することも考えられるが、これでは出力側空洞共振器の構造を複雑にし、さらに出力側空洞共振器の共振周波数を変える際の調整作業を面倒なものにする。

【0024】また出力低下を補償するための出力フィードバック制御をしている場合は電力増幅装置の前段、例えば図12に示すようなシステムでは、前置増幅器107の出力を最大定格以上に大きくすることが必要となり、異常事態となって加熱装置は停止し、プラズマ温度は著しく低下する。

【0025】そこで本発明は、上記事情を考慮してなされたもので、その目的は小幅の周波数制御によりインピーダンス整合可能な領域を十分広く保つことができる高周波加熱装置を提供することにある。

#### 【0026】

【課題を解決するための手段】本発明は前記課題を解決するために、次のように構成される。

【0027】本願の請求項1に記載の発明(以下、第1の発明という)は、高周波源からの高周波電力を増幅する電力増幅装置と、この電力増幅装置からの高周波電力を同軸給電線を介して受電してプラズマへ入力せしめるアンテナと、前記同軸給電線の途中に介在されるスタブとを有する高周波加熱装置において、前記同軸給電線の長さを、その前記アンテナから前記スタブとの接続点までのインピーダンス整合に必要な長さに、前記高周波の半波長の整数倍の長さを加えた長さに設定すると共に、前記スタブの短絡端までの長さを、インピーダンス整合に必要な長さに、前記高周波の半波長の整数倍の長さを加えた長さに設定し、前記高周波源の周波数を制御して前記同軸給電線と前記アンテナのインピーダンスを整合せしめる周波数制御手段を設けたことを特徴とする。

【0028】また、本願の請求項2に記載の発明(以下、第2の発明という)は、アンテナに、その入力インピーダンスに並列接続されるコンデンサと等価をなすコンデンサ部を設けたことを特徴とする。

【0029】さらに、本願の請求項3に記載の発明(以下、第3の発明という)は、コンデンサ部は、アンテナの中心導体と同軸給電線の内部導体との接続部およびその近傍の一方に、前記アンテナを取り囲む導体壁の一部と間隙をおいて対向する導体平板を設けてなることを特徴とする。

【0030】さらにまた、本願の請求項4に記載の発明

(以下、第4の発明という)は、導体平板に、スリットを設けることを特徴とする。

【0031】また、本願の請求項5に記載の発明(以下、第5の発明という)は、同軸給電線のアンテナからスタブの接続点までの特性インピーダンスをZ<sub>1</sub>とし、前記同軸給電線との接続部における前記アンテナの負荷インピーダンスをR+jXとしたときに、前記特性インピーダンスZ<sub>1</sub>を次式を満足せしめる値またはその近傍の値に設定したことを特徴とする。

#### 【0032】

$$【数2】 Z_1 = (R^2 + X^2)^{1/2}$$

【0033】さらに、本願の請求項6に記載の発明(以下、第6の発明という)は、スタブは、同軸給電線に接続される内部導体と、この内部導体を電気的に絶縁させて同軸状に内蔵する外部導体と共に軸方向に伸縮自在に構成すると共に、直線部と折曲げ部とを有する形状にそれぞれ折曲し、前記同軸給電線との接続端と反対側の他端にて相互に短絡してなることを特徴とする。

【0034】さらにまた、本願の請求項7に記載の発明(以下、第7の発明という)は、スタブは、その内部導体と外部導体とを共にU字状またはコ事情に形成していることを特徴とする。

【0035】また、本願の請求項8に記載の発明(以下、第8の発明という)は、スタブは、その短絡端を冷却自在に構成していることを特徴とする。

#### 【0036】

##### 【作用】

〈第1～第8の発明〉アンテナからスタブ接続点までのインピーダンス整合に必要な長さの同軸給電線に、伝送高周波の半波長の整数倍の長さを加えることにより、周波数変化によるスタブ接続点でのアドミタンスの移動を整数倍に拡大することができる。

【0037】また、スタブの短絡板の位置をインピーダンス整合に必要な長さに、さらに高周波の半波長の整数倍の長さを加えることにより、周波数変化によるスタブ接続点でのスタブのアドミタンスの変化を整数倍に拡大することができる。つまり、小幅の周波数制御幅でインピーダンスを整合することができる。

【0038】(第2、第3の発明)同軸給電線とアンテナとの接続部分において合成された負荷の入力インピーダンスの虚数部の値を、コンデンサ部によりほぼゼロにできるので、この接続部分での高周波の反射を低減し、周波数制御によるインピーダンス整合の際の周波数制御幅を縮小することができる。

【0039】また、アンテナからスタブ接続点までの同軸給電線内の定在波比を低減できるので、この領域における高周波の電力損失を低減して伝送効率を改善し、電圧最大値が低下することによる絶縁破壊の発生を抑えることができるので、信頼性を向上させることができる。

【0040】(第4の発明)コンデンサ部の導体平板に

7

スリットを形成したので、プラズマディスラブション時に、この導体平板に誘起される渦電流を低減して、導体平板における電力損失を低減することができる。

【0041】(第5の発明) 同軸給電線の特性インピーダンスを、アンテナの負荷インピーダンスに一致させているので、同軸給電線とアンテナとの接続部におけるインピーダンス不整合をさらに軽減し、周波数制御によるインピーダンス整合の際の周波数制御幅をさらに縮小することができる。

【0042】(第6、第7の発明) 同軸給電線とスタブは高周波の半波長の整数倍の長さを追加しているので、その分、長さが長くなるが、例えばU字状等に折曲すると共に、伸縮自在に構成してるので、この同軸給電線とスタブの全長の長大化を抑制することができる上に、スタブ短絡板の位置変更の際のストロークを短かくすることができる。

【0043】(第8の発明) スタブの短絡部を例えば冷却水等により冷却することができるので、短絡部での電力損失を低減することができる。

【0044】

【実施例】以下、図1～図9に基づいて本発明の実施例を説明する。

#### 【0045】第1実施例

図1は本発明に係る高周波加熱装置の一実施例によるインピーダンス整合の基本的構成を示しており、この高周波加熱装置1は図13で示す従来例と同様に、高周波源である原発振器2からの高周波小電力を増幅する電力増幅器3に、伝送線である同軸給電線4を介してアンテナ5に接続し、アンテナ5から図示しないトカマク型等のプラズマへ高周波を入射せしめるようになっている。

【0046】同軸給電線4はその内部給電線4aをアンテナ5の中心導体5bに接続する一方、外部導体4bをアンテナ5のリターン導体5aに接続している。

【0047】また、同軸給電線4はその途中に、方向性結合器6とスタブ7とを介在し、方向性結合器6には反射率演算器8と周波数制御装置9とを順次介して原発振器2へ戻る帰還回路9aを接続しており、原発振器2の高周波を周波数制御装置9により制御することにより、同軸給電線4の特性インピーダンスをアンテナ5の負荷インピーダンスに整合させる、いわゆる周波数帰還制御型インピーダンス整合を行なうようになっている。

【0048】そして、本実施例は、同軸給電線4のスタブ7との接続点7aからアンテナ5のリターン導体5aとの接続点までの長さd1と、スタブ7の短絡長d2とを次の(1)式と図2、図3に示すように、インピーダンス整合に必要な長さda0、ds0に、さらに伝送高周波の半波長(λ/2)の整数倍(N1、N2)の長さを加えた長さに設定することに特徴がある。

【0049】

【数3】

10

$$d1 = da0 + \frac{\lambda}{2} N1 \quad \dots \dots (1)$$

$$d2 = da0 + \frac{\lambda}{2} N2$$

但し、N1、N2は整数である。

【0050】本実施例は、このように構成したので、原発振器2の周波数制御によるスタブ接続点7aにおける波動アドミタンスYの変化を大きくすることができる。次に、この点を図2および図3に基づいて説明する。

【0051】図2はアンテナAからスタブ接続点Sまでの長さがd1 = da0、すなわちN1 = 0のときのアンテナAを起点とする波動アドミタンスYのコンダクタンスGとサセプタンスjBの変化の一例を示しており、最初ある周波数f0のときのコンダクタンスGを点線で、サセプタンスjBを実線でそれぞれ示している。

【0052】また、インピーダンス整合を合せ直すため周波数を低くするときのコンダクタンスをGL、サセプタンスをjBLとし、それぞれ二点鎖線と一点鎖線で表しており、負荷変動によるサセプタンスのずれを補正するため周波数を低くし、位相をずらすことによりスタブ接続点Sでのサセプタンスを再び初めの値に戻しているところを示す。このときの位相のずれをhとする。hは次の(2)式で与えられる。

【0053】

【数4】

$$h = \frac{2\pi\Delta f * da0}{c} \quad \dots \dots (2)$$

20

但し、Δfは周波数のずれ幅、cは光速度とする。

【0054】次に、アンテナAからスタブ接続点Sまでの長さが本実施例により、

【数5】

$$d1 = da0 + \frac{\lambda}{2} N1 \quad \dots \dots (3)$$

であるときのアンテナAを起点とする波動アドミタンスYのコンダクタンスGとサセプタンスjBの変化の一例

40 を図3に示す。このようにda0に対し半波長のN1倍の長さだけ追加した位置にスタブ接続点Sを設定すると、スタブ接続点Sにおける位相のずれh1は次式で与えられる。

【0055】

【数6】

$$h1 = \frac{2\pi\Delta f * d1}{c} \quad \dots \dots (4)$$

したがって、同じ周波数変化幅Δfについて、インピーダンス整合に必要な長さda0に、さらに半波長の整数倍

の長さを加えたときの方が位相のずれは  $d_1 / d_{a0}$  だけ明らかに大きくなる。これから逆にスタブ接続点 S において  $h$  だけの位相のずれを必要とする場合は周波数変化の幅  $\Delta f$  は  $d_{a0} / d_1$  だけ小さくなる。同様にスタブ 7 のサセプタンスについては、整合に必要な長さ  $d_{s0}$  に、さらに半波長の整数倍の長さを加えた長さを短絡長  $d_2$  として設定した場合は、図 4 に示すようにスタブ 7 のサセプタンス  $j_B$  が変化するので、 $\Delta f$  の周波数変化のときのスタブ接続点 S での位相変化  $h_2$  は次の (5) 式で表せる。

【0056】

【数7】

$$h_2 = \frac{2\pi \Delta f * d_2}{c} \quad \dots \dots (5)$$

したがって、同じ周波数変化幅  $\Delta f$  について、インピーダンス整合に必要なスタブ 7 の短絡長  $d_{s0}$  に、さらに半波長の整数倍の長さを加えたときの方が位相のずれは  $d_2 / d_{s0}$  倍だけ大きくなる。

【0057】つまり、本実施例によれば、周波数制御によりインピーダンス整合するときの周波数制御（変化）幅を小さくすることができるので、出力側空洞共振器の Q の周波数特性の平坦化は必要がなく、出力側空洞共振器の構造の複雑化を避けることができる。

【0058】また、実際のアンテナ・スタブ間同軸給電線 4 とスタブ 7 の各設定長の理想値からのずれに対する余裕度も増すため、インピーダンス整合が容易になり、\*

$$\begin{aligned} \frac{1}{ZT} &= \frac{1}{Z_a} + j \omega C \\ &= \frac{R_a}{R_a^2 + X_a^2} + j \left( \omega C - \frac{X_a}{R_a^2 + X_a^2} \right) \quad \dots \dots (6) \end{aligned}$$

したがって、コンデンサ部 12 により虚数部の値をゼロまたはゼロに近い小さい値にできるので、同軸給電線 4 とアンテナ 5 の接続部分での高周波の反射を低減することができ、周波数変更によるインピーダンス整合の際の周波数変化幅をさらに小さくすることができる。

【0064】このために、アンテナ 5 とスタブ接続点 7 a の間の同軸給電線 4 内の定在波比を低減することができるので、この領域での高周波の電力損失を減らして伝送効率を向上し、電圧最大値が下がることによる絶縁破壊の発生を抑え、信頼性の高いイオンサイクロトロン加熱装置 1 を得ることができる。

【0065】第3実施例

図 8 は本発明の第3実施例の等価回路図であり、同軸給電線 4 との接続部分におけるアンテナ 5 の負荷インピーダンス  $R + j X$  のインピーダンス整合において、従来は同軸給電線 4 の特性インピーダンス  $Z_1$  とスタブ 7 を構成する同軸管の特性インピーダンス  $Z_2$  とはそれぞれ同

じ値（例えば  $50 \Omega$ ）であるが、本実施例では同軸給電線 4 の特性インピーダンス  $Z_1$  を次式の値またはその近傍の値とすることに特徴がある。

【0059】第2実施例

図 5 は本発明の第2実施例の要部斜視図であり、これは同軸給電線 4 の内部導体 4a と、アンテナ 5 の中心導体 5b との接続部ないしその近傍に、短かいピン 5c を立設し、さらに、このピン 5c 上に金属平板 10 を固定して、図 6 に示すように上板 11 との間に所要のギャップ  $g$  を置いて対向配置することによりコンデンサ部 12 を構成した点に特徴がある。なお、上板 11 はアンテナ 5 の上下左右を取り囲む導体壁（図示せず）の上板をなす部分である。

【0060】また、プラズマディスラッシュ時に金属平板 10 に誘起される渦電流を低減させるために、図 5 に示すように金属平板 10 には複数のスリット 10a を形成している。

【0061】このコンデンサ部 12 は図 7 の等価回路に示すようにアンテナ 5 の入力インピーダンス  $Z_a$  に対して並列に接続されたコンデンサ  $C_a$  と等価であり、入力

20 インピーダンス  $Z_a$  はレジスタンス  $R_a$  とリアクタンス  $X_a$  よりなる。

【0062】このような構成により同軸給電線 4 の接続部分にて合成された負荷の入力インピーダンス  $ZT$  は次のようになる。

【0063】

【数8】

じ値（例えば  $50 \Omega$ ）であるが、本実施例では同軸給電線 4 の特性インピーダンス  $Z_1$  を次式の値またはその近傍の値とすることに特徴がある。

【0066】

$$【数9】 Z_1 = (R^2 + X^2)^{1/2} \quad \dots \dots (7)$$

【0067】一般に、負荷インピーダンス  $R + j X$  に特性インピーダンス  $Z_1$  の伝送線を接続するときの当該接続点での反射係数  $\Gamma$  の大きさは次式で定まる。

【0068】

【数10】

$$\Gamma = \left( \frac{(R - Z_1)^2 + X^2}{(R + Z_1)^2 + X^2} \right)^{1/2} \quad \dots \dots (8)$$

【0069】また、一般に、負荷と同軸給電線との接続部での反射  $\Gamma$  を最小とする同軸給電線の特性インピーダンス  $Z_1$  の値は次式で求めることができる。

50 【0070】

【数11】

$$\frac{dR^2}{dz_1} = 0 \quad \dots \dots (9)$$

これより、

$$【数12】 Z_1 = (R^2 + X^2)^{1/2} \quad \dots \dots (1)$$

なる関係が求められる。

【0071】したがって、このように構成される本実施例では、負荷インピーダンス  $R + jX$  に対する同軸給電線4の接続部分でのインピーダンス不整合をさらに軽減し、周波数変更によるインピーダンス整合の際の周波数制御（変化）幅をより小さくすることができる。またアンテナ5とスタブ接続点4aの間の同軸給電線4内の定在波比を低減できるので、この領域での高周波の電力損失を低減して伝送効率を改善し、電圧最大値が下がることにより絶縁破壊の発生を抑え、信頼性の高いイオンサイクロトロン加熱装置1を得ることができる。

## 【0072】第4実施例

さらに図9は本発明の第4実施例の要部縦断面図であり、本実施例はスタブ7が伝送高周波の半波長の整数倍分の長さを追加してなり、長大であるので、そのまま直線状に設置することは長大化を招く。そこで、スタブ7をU字状等に折り曲げざるを得ず、また、20MHz程度の周波数での使用の際の短絡位置の制御（変更）を考慮すると、その短絡位置変更のストロークもできるだけ少ないことが望ましい。

【0073】そこで、本実施例ではスタブ7を、図14で示すフェーズシフタ117とほぼ同様に構成し、その一端を短絡することに特徴がある。

【0074】つまり、スタブ7は図14で示すフェーズシフタ117と同様に、小径円管状の内部導体13を大径円管状の外部導体14内に同心状に内蔵して同軸管に構成しており、この内部導体13を、その長さ方向に所要のピッチで外嵌された複数の絶縁板15により支持している。

【0075】内、外部導体13、14は共に例えば逆U字状に折曲されると共に、逆U字状上部13a、14aと下部13b、14bとがそれぞれ分断され、しかも、これら上部13a、14aと下部13b、14bとの軸方向に伸縮自在に嵌合され、かつ各金属接触子13c、14cにより常に電気的に接触するようになっている。

【0076】内部導体13の一端は同軸給電線4に接続され、その接続点が図2等で示すスタブ接続点7aに相当する。また、内部導体13は外部導体14の他端に密に嵌入された短絡板16により外部導体14に電気的に短絡されており、外部導体14の逆U字状上部14aを上下動させて、内、外部導体13、14の全長を伸縮させることにより、短絡板16の短絡位置を適宜調節することができるようになっている。

【0077】短絡板16はその内部に冷却材を通す流路16aを形成し、この流路16aの入、出口端には冷却材を通す配管17を接続しており、短絡時に発熱する短絡板16を冷却するようになっている。

【0078】したがって、本実施例によれば、スタブ7を例えば逆U字状等に折曲しているので、スタブ7の全長の長大化を抑制することができる上に、短絡位置を変える際のスタブ7の移動ストロークも縮小することができ、小型化を図ることができる。

## 10 【0079】

【発明の効果】以上説明したように本願第1～第8の発明によれば、周波数変更によりインピーダンス整合状態を改善する際の周波数変化幅を小さくでき、出力変動や増幅器の励振入力過大に拘らず周波数帰還制御型インピーダンス整合ができ、信頼性の高い高周波加熱装置を提供することができる。

【0080】本願第2、第3の発明は、同軸給電線とアンテナとの接続部分において合成された負荷の入力インピーダンスの虚数部の値を、コンデンサ部によりほぼゼロにできるので、この接続部分での高周波の反射を低減し、周波数制御によるインピーダンス整合の際の周波数制御幅を縮小することができる。

【0081】また、アンテナからスタブ接続点までの同軸給電線内の定在波比を低減できるので、この領域における高周波の電力損失を低減して伝送効率を改善し、電圧最大値が低下することによる絶縁破壊の発生を抑えることができるので、信頼性を低下させることができる。

【0082】本願第4の発明は、コンデンサ部の導体平板にスリットを形成したので、プラズマディスラッシュ時に、この導体平板に誘起される渦電流を低減して、導体平板における電力損失を低減することができる。

【0083】本願第5の発明は、同軸給電線の特性インピーダンスを、アンテナの負荷インピーダンスに一致させているので、同軸給電線とアンテナとの接続部におけるインピーダンス不整合をさらに軽減し、周波数制御によるインピーダンス整合の際の周波数制御幅をさらに縮小することができる。

【0084】本願第6、第7の発明の同軸給電線とスタブは、高周波の半波長の整数倍の長さをそれぞれ追加しているので、その分、長さが長くなるが、例えばU字状等に折曲すると共に、伸縮自在に構成しているので、この同軸給電線とスタブの全長の長大化を抑制することができる上に、スタブ短絡板の位置変更の際のストロークを短かくすることができる。

【0085】さらに、本願第8の発明は、スタブの短絡部を例えば冷却水等により冷却することができるので、短絡部での電力損失を低減することができる。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】本願第1の発明に係る高周波加熱装置の第1実施例の基本構成を示す構成図。

【図2】本願第1の発明を適用する前の同軸給電線における周波数変更によるサセプタンスの変化を示す図。

【図3】本願第1の発明を適用した同軸給電線のサセプタンスの分布を示す図。

【図4】本願第1の発明を適用したスタブのサセプタンスの分布を示す図。

【図5】本願第2、第3の発明に係るコンデンサ部の斜視図。

【図6】図5で示すコンデンサ部の側面図。

【図7】図5、図6で示すコンデンサ部の等価回路図。

【図8】本願第5の発明の一実施例の等価回路図。

【図9】本願第6～第8の発明の一実施例のスタブの一部切欠縦断面図。

【図10】一般的なトカマクプラズマの形状を示す模式図。

【図11】一般的なトカマクの磁場を発生するためのコイルの配置等を示す模式図。

【図12】一般的なイオンサイクロトロン加熱装置の構成を示すブロック図。

【図13】スタブ1本でインピーダンスマッチングする従来例の概略構成図。

【図14】図13で示すフェーズシフタの構造を示す部分縦断面図。

【符号の説明】

1 高周波加熱装置

2 原発振器

3 電力増幅器

4 同軸給電線

4a 内部導体

4b 外部導体

5 アンテナ

5a リターン導体

5b 中心導体

6 方向性結合器

7 スタブ

7a スタブ接続点

8 反射率演算器

9 周波数制御装置

10 金属平板

10a スリット

12 コンデンサ部

16 短絡板

16a 流路

A アンテナ接続点

S スタブ接続点

d<sub>a0</sub> アンテナからスタブ点までの距離

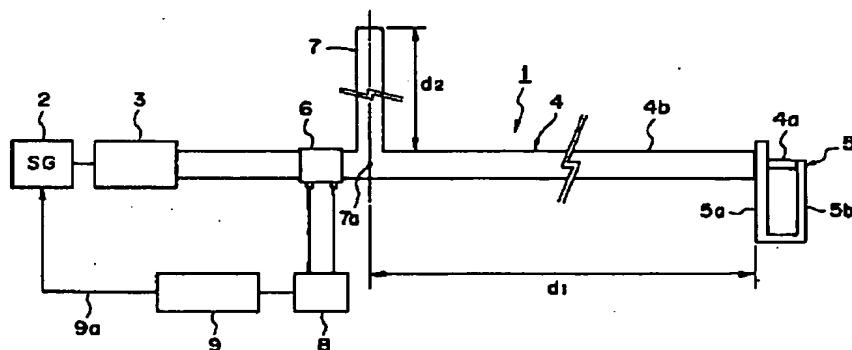
d<sub>1</sub> d<sub>a0</sub>に半波長の整数倍の長さを加えた長さ

T 短絡板の位置

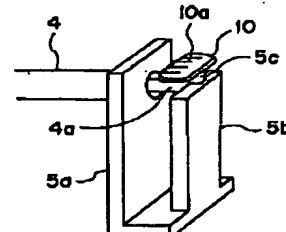
d<sub>s0</sub> スタブの短絡距離

d<sub>2</sub> d<sub>s0</sub>半波長の整数倍の長さを加えた長さ

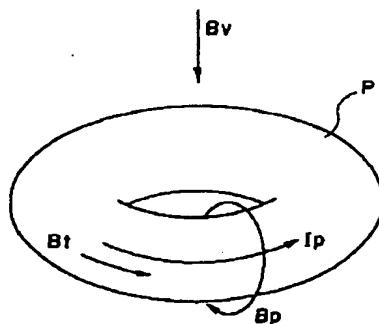
【図1】



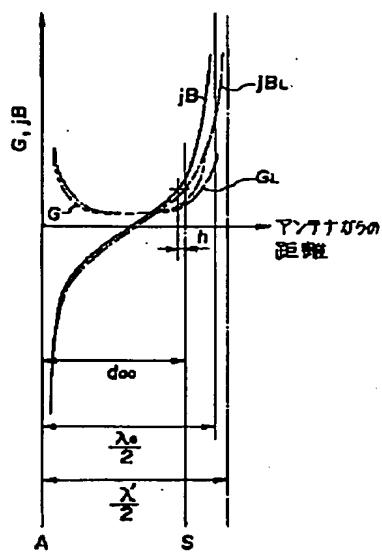
【図5】



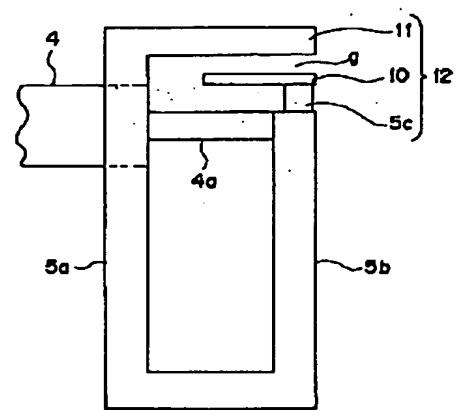
【図10】



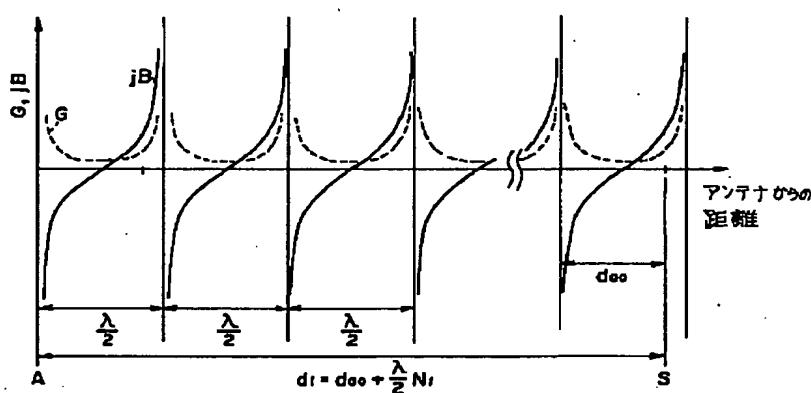
【図2】



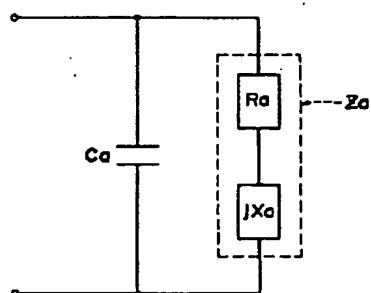
【図6】



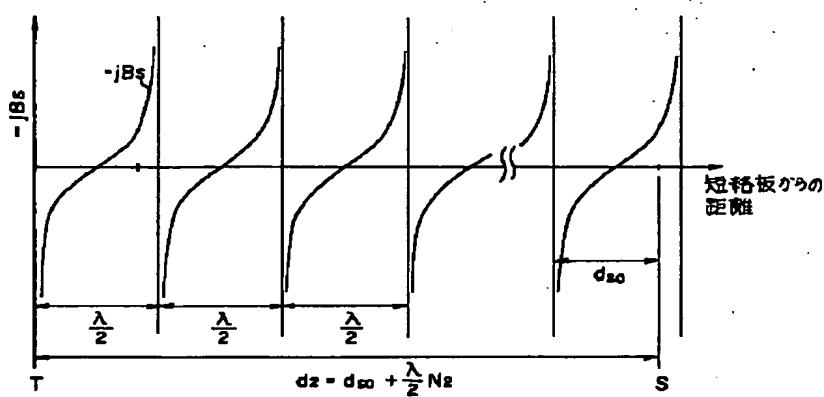
【図3】



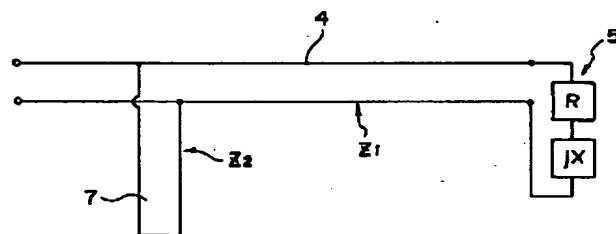
【図7】



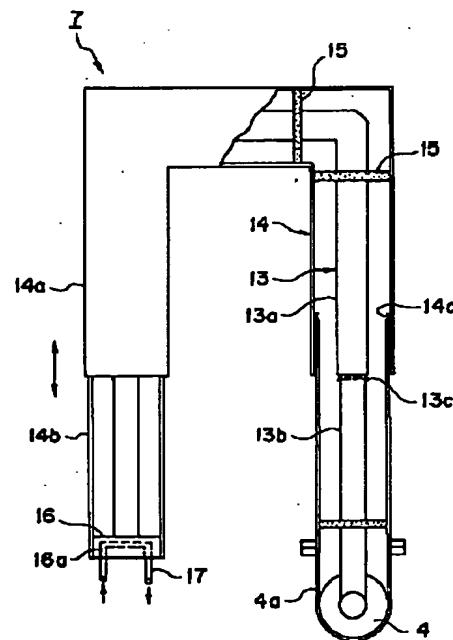
【図4】



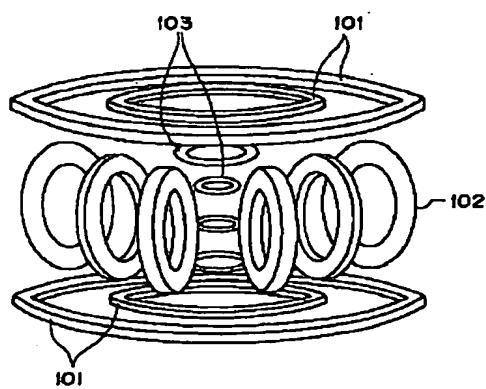
【図8】



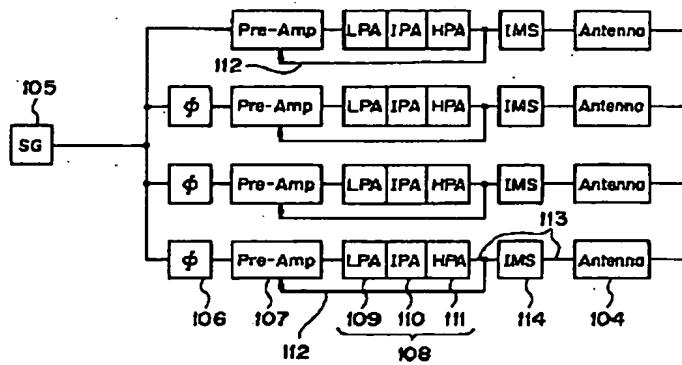
【図9】



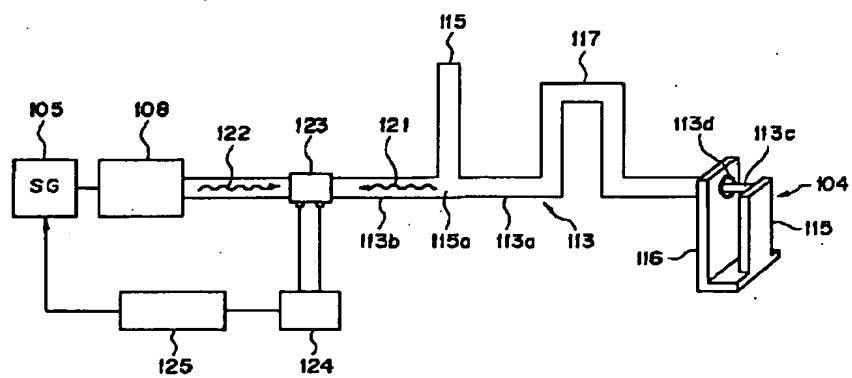
【図11】



【図12】



【図13】



【図14】

